

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-327023

(43)Date of publication of application : 12.12.1995

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : 06-141020 (71)Applicant : VICTOR CO OF JAPAN LTD

(22)Date of filing : 31.05.1994 (72)Inventor : TAKAHASHI NOBUAKI

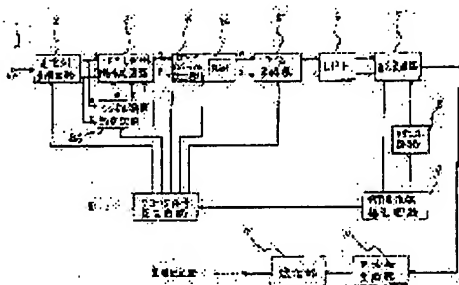
## (54) ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL TRANSMITTER-RECEIVER

(57)Abstract:

PURPOSE: To generate symbol period information more accurately and to decode information at a reception section by sending a reference carrier together with a reference level while the phase of the carrier is changed by  $90^\circ$  for each symbol period in an OFDM signal transmitter-receiver.

CONSTITUTION: The transmitter-receiver is provided with an IFFT circuit 3 generating a multi-value QAM modulation signal, a guard interval setting circuit 4 configured to send repetitively part of a modulation signal for a prescribed time, a symbol period setting circuit 3S and a clock signal generating circuit 10

driving each circuit, and a carrier of the degree in existence for a period of an integral number of multiple of nearly a half wavelength is used for a reference carrier at a guard interval set by the guard interval setting circuit 4 and the phase of the reference carrier is changed by an odd number of multiple of nearly  $1/4$  wavelength for each symbol period by the circuit 3S and the carrier is sent.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-327023

(43) 公開日 平成7年(1995)12月12日

(51) Int.Cl.<sup>°</sup>

H 0 4 J 11/00

識別記号

庁内整理番号

Z

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 4 F D (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平6-141020

(22) 出願日 平成6年(1994)5月31日

(71) 出願人 000004329

日本ビクター株式会社

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地

(72) 発明者 高橋 宣明

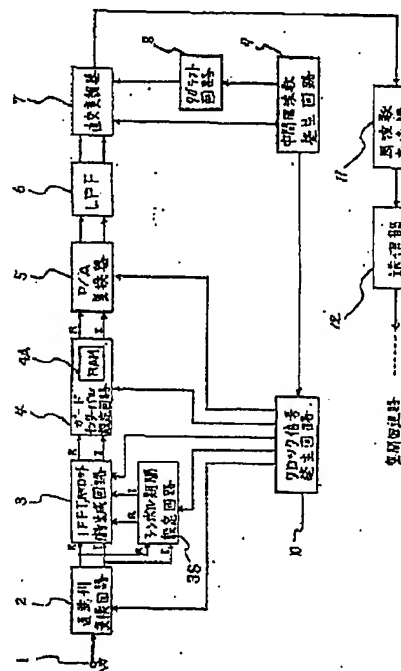
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重信号送受信装置

(57) 【要約】

【目的】 OFDM信号送受信装置において、シンボル期間毎にリファレンスキャリアの位相を90度変えて、基準レベルと共に伝送するようにして、受信部での、より正確なシンボル期間情報の生成及び情報の復号を可能にする。

【構成】 多値QAM変調信号を発生させるIFFT回路と、前記変調信号の一部を所定の時間繰返して伝送するように構成するガードインターバル設定回路と、シンボル期間設定回路と、前記各回路を駆動するクロック信号発生回路とを有し、前記ガードインターバル設定回路により設定されるガードインターバルに略半波長の整数倍の期間存在する次数のキャリアをリファレンスキャリアとし、前記シンボル期間設定回路により、シンボル期間毎に、前記リファレンスキャリアは略1/4波長の奇数倍ずつ位相を変えられて送出されるように構成した。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 デジタル情報信号が供給され多値 QAM 変調信号を発生させる IFFT、パイロット信号生成回路と、前記変調信号の一部を所定の時間繰り返して伝送するように構成するガードインターバル設定回路と、シンボル期間設定回路と、前記各回路を駆動するクロック信号発生回路とを有し、前記ガードインターバル設定回路により設定されるガードインターバルに略半波長の整数倍の期間存在する次数のキャリアをリファレンスキャリアとし、前記シンボル期間設定回路により、シンボル期間毎に、前記リファレンスキャリアは略 1/4 波長の奇数倍ずつ位相を変えられて送出されるように構成したことを特徴とする直交周波数分割多重信号送信装置。

【請求項 2】 前記リファレンスキャリアを発生させる IFFT、パイロット信号生成回路は、前記シンボル期間毎に実数部と虚数部の信号が切り換えられて出力されるよう構成された特許請求の範囲第 1 項記載の直交周波数分割多重信号送信装置。

【請求項 3】 前記リファレンスキャリアにより、復号用の基準信号レベルとして使用される基準振幅レベル、及び、基準角度レベルを伝送するように構成した特許請求の範囲第 1 項又は第 2 項記載の直交周波数分割多重信号送信装置。

【請求項 4】 受信された周波数分割多重信号の周波数変換を行なう周波数変換器と、前記変換器の出力信号を所定の時間間隔で標準化するサンプリング回路と、前記サンプリング回路を駆動するクロック信号を出力する同期信号発生回路と、シンボル区間毎にリファレンスキャリアの位相が変えられて伝送される位相変化点を検出して有効シンボル区間信号を発生させるシンボル同期信号発生回路と、前記有効シンボル区間信号を用いて FFT 演算を行ない復号を行なう FFT、QAM 復号回路とを有して構成したことを特徴とする直交周波数分割多重信号受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、OFDM (直交周波数分割多重 Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号送受信装置に係り、特にデジタル移動通信に好適な OFDM 信号送受信装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 図 5 と共に、従来の OFDM 信号送信装置について説明する。まず、デジタル情報データ信号が、入力端子を介して直並列変換回路 70 に供給され、必要に応じて誤り訂正符号の付与がなされる。この回路 70 の出力信号は、IFFT 回路 71 に供給され、その出力信号は、マルチパス歪を軽減させるためのガードインターバル回路 72 を介して、D/A 変換器 73 に供給される。ここでアナログ信号に変換され、次の LPF 7

4 により必要な周波数帯域の成分のみが通過させられる。アナログ値のリアル、イマジナリパートの出力信号は、直交変調器 75 に供給され、OFDM 信号が出力される。

【0003】 この OFDM 信号は、伝送すべき周波数帯に周波数変換器 76 により周波数変換されて、次の送信部 77 に供給され、これを構成しているリニア増幅器と送信アンテナとを介して、送信される。中間周波数発生回路 78 の出力信号と 90° シフト回路 78A を介した信号とが直交変調器 75 に夫々供給される。回路 79 により出力されるクロック信号は、動作信号として、直並列変換回路 70、IFFT 回路 71、ガードインターバル回路 72、D/A 変換器 73 に夫々供給される。

【0004】 次に、図 6 と共に OFDM 信号受信装置について説明する。受信部 80 は、これを構成している受信アンテナにより得た前記送信部 77 からの信号を高周波増幅器により増幅し、周波数変換器 81 を介して、中間周波増幅回路 82 に供給され、更に、直交復調器 83 に供給される。回路 82 の出力信号はキャリア検出回路 90 を介して中間周波数発生回路 89 に供給される。回路 89 の出力信号と 90° シフト回路 89A を介した信号とが、直交復調器 83 に夫々供給されて、リアル、イマジナリパートの出力信号が復号される。直交復調器 83 の出力信号は、LPF 84 を介して A/D 変換器 85 に供給され、デジタル信号に変換されると共に、83 の出力信号は、同期信号発生回路 91 にも供給される。

【0005】 これらの信号は次のガードインターバル回路 86 を介して、FFT、QAM 復号回路 87 に供給される。この回路 87 は供給される同期信号発生回路 91 の同期信号を基にして、複素フーリエ演算を行ない、入力信号の各周波数毎の実数部、虚数部信号 (リアルパート、イマジナリパート) のレベルを求め、デジタル情報伝送用キャリアで伝送される量子化されたデジタル信号のレベルが求められ、デジタル情報が復号される。FFT、QAM 復号回路 87 の出力信号は、並直列変換回路 88 を介して出力される。ここで、送信装置の中間周波数と受信装置の中間周波数とが完全に一致しておれば変調成分のみが得られ、問題はないが、中間周波数発生回路、周波数変換器の局部発振器 (図示せず) に周波数安定度が高くないものを使用したり、両出力信号間に位相誤差があったりすると、それ以降の復調動作に影響を与え、QAM 復号データのエラー発生確率が增大する。

## 【0006】

【発明が解決しようとする課題】 OFDM 信号送受信装置においては、受信側ですべての多搬送波の位相を時間軸の変動成分を有することなく、完全に再生することは、大変困難であり、更に、マルチパス歪みを軽減するために、送信側でガードインターバル回路が設定されているので、このような条件の送信信号を、受信する場合

は、有効シンボル長部分とガードインターバル部分とで、伝送信号の位相を完全に同一状態で再生すること、は、一層困難であるという問題があった。本発明は上記の点に着目してなされたものであり、OFDMの特定キャリア（リファレンスキャリア）を、前記シンボル期間設定回路により、シンボル期間毎に、略1/4波長の奇数倍ずつ位相を変えて送出して、受信側の同期関係を一定に保持出来るようにしたOFDM信号送受信装置を提供することを目的とする。

#### 【0007】

【課題を解決するための手段】本発明のOFDM信号送受信装置は、送信装置を、ディジタル情報信号が供給され多値QAM変調信号を発生させるIFFT、パイロット信号生成回路と、前記変調信号の一部を所定の時間繰り返して伝送するように構成するガードインターバル設定回路と、シンボル期間設定回路と、前記各回路を駆動するクロック信号発生回路とを有し、前記ガードインターバル設定回路により設定されるガードインターバルに略半波長の整数倍の期間存在する次数のキャリアをリファレンスキャリアとし、前記シンボル期間設定回路により、シンボル期間毎に、前記リファレンスキャリアは略1/4波長の奇数倍ずつ位相を変えられて送出されるように構成し、受信装置を、受信された周波数分割多重信号の周波数変換を行なう周波数変換器と、前記変換器の出力信号を所定の時間間隔で標本化するサンプリング回路と、前記サンプリング回路を駆動するクロック信号を出力する同期信号発生回路と、シンボル期間毎にリファレンスキャリアの位相が変えられて伝送される位相変化点を検出して有効シンボル期間信号を発生させるシンボル同期信号発生回路と、前記有効シンボル期間信号を用いてFFT演算を行ない復号を行なうFFT、QAM復号回路とを有して構成し、上述の目的を達成するものである。

#### 【0008】

【実施例】本発明のOFDM信号送受信装置の実施例について、添付の図1乃至図4及び図7を参照して、以下に説明する。図1は、本発明のOFDM信号送信装置の実施例であり、ここで伝送されるディジタルデータは、圧縮されたオーディオ、ビデオ信号等である。OFDMは、多数のキャリアを直交して配置し、夫々のキャリアで独立したディジタル情報を伝送するもので、キャリアが直交しているため、隣接するキャリアのスペクトラムは当該キャリアの周波数位置で等になる。

【0009】この直交するキャリアを作るためIFFT回路技術が使用される。時間間隔Tの間にN個の複素数による逆DFT（離散フーリエ変換）を実行すれば、OFDM信号を生成でき、逆DFTの各点に変調信号出力に相当する。図1及び図2に示す本発明装置の基本的な仕様は、下記に示す通りである。

- \* (a) 中心キャリア周波数…100MHz (b) 伝送用キャリア数…248波
- (c) 変調方式…256QAM OFDM (d) 使用キャリア数…257波
- (e) 伝送帯域幅…100kHz, 使用帯域幅…99kHz
- (f) 転送レート…750kbps (g) ガードインターバル…60.6μsec

【0010】次にキャリアの配置について説明する。キャリアの配置は、中間周波数10.7MHzを中心とし（これを第0キャリアと呼ぶ。）、左右に夫々128波のキャリア（中心周波数の右側のキャリアを順番に第1キャリア、第2キャリア、……第128キャリアと呼び、左側のものを順番に第-1キャリア、第-2キャリア、……第-128キャリアと呼ぶ。）を配置し、キャリアの割当ては下記のように設定する。

【0011】第0キャリア キャリア全体に対し、振幅、位相の基準となる無変調キャリアを伝送する。

第1キャリア システムのモード情報を伝送する。

20 第2キャリア 正のキャリアブレーションキャリアで伝送すべきだった情報を伝送する。

第21キャリア 基準角度レベル、基準振幅レベル、キャリア無しを、4シンボルを1シーケンスとして交互に伝送する。

第128キャリア 正の最高周波数に立てられるキャリアである。

第-1キャリア キャリブレーション情報が伝送されるキャリア番号を伝送する。

30 第-2キャリア 負のキャリアブレーションキャリアで伝送すべきだった情報を伝送する。

第-21キャリア 基準角度レベル、基準振幅レベル、キャリア無しを、4シンボルを1シーケンスとして交互に伝送する。

第-128キャリア 負の最高周波数に立てられるキャリアである。

その他のキャリア キャリブレーション情報キャリアとして指定される以外は情報信号を伝送する。

【0012】次に、キャリアの個別定義は下記のようにする。

40 第0キャリア 角度変調成分を持たない無変調キャリア

第1キャリア 送信モードの定義をする。

第-1キャリア キャリブレーションキャリアの指定される正及び負のキャリア番号を指定する。その順番は予め8本毎に2回ずつにすると、下記のようにシンボル番号からキャリア番号が一義的に決定される。但し、Xはキャリブレーションキャリアの指定を行わない状態を示す。

\*  
シンボル番号 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9...

キャリア番号 X X 8 8 16 16 24 24 32 32...

【0013】シンボル番号は、モード情報ビットで伝送される所定のキャリアブレーションフレーム、エンド信号の次から伝送されるシンボルに対して、順番に、第1シンボル、第2シンボル、... 第256シンボルと呼ぶ。また、シンボル番号は、キャリアブレーションフレーム開始点で00 (X'00) とし、それより計数を開始し、255 (X'FF) で終了する。キャリア番号0及び21のときは、キャリアキャリアブレーションのための置換は行なわないものとする。

【0014】シンボル番号とキャリアブレーションキャリアの関係は下記のようにする。

第8ビット (MSB) 1の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+1)

第7ビット 2の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+2)

第6ビット 4の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+4)

第5ビット 64の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+64)

第4ビット 32の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+32)

第3ビット 16の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+16)

第2ビット 8の位のキャリアアドレス (0=0, 1=+8)

第1ビット (LSB) 0:前半 1:後半

【0015】第±2キャリア 情報伝送用キャリアがキャリアブレーション状態に設定されたとき、このキャリアによりその情報を伝送する。

第±21キャリア キャリブレーション用情報の詳細を伝送する。信号の切り換え状態を検出し、シンボル同期信号を検出する。

第±128キャリア エンコード時の角度情報は0に設定され、サンプルクロック情報を伝送する。

【0016】情報信号の伝送 1シンボル期間に248バイトのデジタルデータを伝送する。

デジタルデータは、第3～第20キャリア、第22～第127キャリア、第-3～第-20キャリア、及び、第-22～第-127キャリアで、情報ビットの割当てに従ってQAM変調されて伝送される。

【0017】各キャリアのキャリアブレーションについて以下に述べる。各キャリアのキャリアブレーションは、8ビットで示されるキャリア番号によりキャリアのキャリアブレーション状態が指定されるとき、正及び負のキャリアで伝送されるべきデータは正及び負の第2キャリアで伝送するものとし、夫々のキャリアで次のキャリアブレーション信号を伝送する。奇数シンボル時は正のキャリアで第8振幅レベル、負のキャリアで第8角度レベルを、偶数シンボルでは正のキャリアで第8角度レベル、負の

キャリアで第8振幅レベルを伝送する。但し、第0キャリア (中心キャリア)、及び、第21キャリアが指定されるときはキャリアの置換は行なわないものとする。

【0018】次に、キャリアブレーションフレーム同期について述べる。キャリアブレーションフレームは256シンボルで構成され、第-1キャリアのシンボル番号によりキャリアブレーションフレーム区間を知ることが出来る。キャリアブレーションは、そのキャリアでの直交角度誤差による振幅・角度信号のクロストーク成分の補正及び基準振幅・角度レベルの補正を行なう。

【0019】キャリア番号に対するこれらの特性の補正レベルを曲線として認識し、キャリアブレーション信号が伝送されない期間でもその特性に従った補正量を演算により求める。これにより長いキャリアブレーションフレーム期間での256QAMの逆量子化を円滑に行なう。所定の補正曲線を用いて256QAM復号を行ない、データ誤り量が所定値よりも小さいときは補正曲線が適正であるとして補正量の固定を行なう。

20 【0020】図1に示すように、例えば、MPEG等の符号化方式により情報信号が圧縮されたオーディオ、ビデオ信号であるデジタル情報信号が、入力端子1を介して直並列変換回路2に供給され、必要に応じ誤り訂正符号の付与がなされる。この回路2で、入力信号は、256QAM変調用信号として配列され、出力される。この256QAM変調は、情報を伝送すべきキャリアに対して、振幅方向に16レベル、角度方向に16レベルを定義し、16×16の256の値を特定して伝送する方式である。本実施例では、257波のキャリアの内、248波を用いて情報を伝送するようにして、残りの9波は、キャリアブレーション用、その他の補助信号の伝送用として使用される。

【0021】この直並列変換回路2では、1シンボル期間中に248バイトのデジタルデータ、即ち、1シンボル期間中に4ビットずつの並列データ248組を出力するように構成する。直並列変換回路2の出力信号は、IFFT、パイロット信号生成回路3とシンボル期間設定回路3Sとに夫々供給される。

40 【0022】このシンボル期間設定回路3Sは、シンボル期間情報、QAM復号用基準振幅レベル、基準角度レベルを共通の参照キャリア (リファレンスキャリア) により、IFFT、パイロット信号生成回路3の入力を切り換えながら発生させるための設定信号を回路3に供給する。参照キャリアは1シンボル毎に基準振幅レベルと基準角度レベルとが切り換えられ、ガードインターバルに参照キャリアが半波長の整数倍存在する場合について、即ち、N=256のIFFTを用い、ガードインターバルを6クロックに設定するとき、第21番目のキャリアをリファレンスキャリアとして用いて参照信号情報を伝送する場合について述べる。ガードインターバルに

より生じるキャリアの位相差は、ガードインターバルが何サンプルクロックで与えられているか、IFFTで使用する周波数の次数により異なる。

【0023】周期がNであるIFFTで、ガードインターバルの期間をpクロック、参照波として使用するキャリア周波数の次数をqとすると、キャリア周波数がガードインターバル内に存在する期間は次のようになる。

$$2\pi \times p \times q / N$$

即ち、N=256、p=6のとき、q=21の信号は、ガードインターバル期間に略半波長のキャリアが存在することになる。他の例としては、N=256のIFFT

シンボルシーケンス	正の第21キャリア	負の第21キャリア
0	8振幅、0角度レベル	0振幅、0角度レベル
1	0振幅、-8角度レベル	0振幅、0角度レベル
2	0振幅、0角度レベル	-8振幅、0角度レベル
3	0振幅、0角度レベル	0振幅、8角度レベル

【0025】但し、

0振幅レベル= 振幅変調を与えない

8振幅レベル= 正の最大振幅変調度を与える

-8振幅レベル= 負の最大振幅変調度を与える

0角度レベル= 角度変調を与えない

8角度レベル= 正の最大角度変調度を与える

-8角度レベル= 負の最大角度変調度を与える

【0026】各シンボル毎の参照キャリアへのレベルの与え方は、正、負のキャリアのいずれかに、振幅方向、または、角度方向のいずれかの変調を与えている。従って、これらの信号を順に復号し、受信装置ではQAM信号の逆量子化に必要な基準信号のレベルを知ることが出来るほか、直交変調された信号が自キャリアの相手側にどのようなクロストークを与えているか、正負対称なキャリアに対し、どのようなクロストークを与えているかを知ることが出来る。これをまとめると下記のようなになる。

基準振幅レベル

基準角度レベル

同一キャリア内での振幅-角度クロストーク

対称キャリアへのクロストーク（振幅-角度のレベル差等による）

【0027】次に、中心キャリアに対する第21キャリアのサイドバンドとしての動作について述べる。第21キャリアに正の振幅方向のレベルを与え、それは、中心キャリアをシンボル周波数の21倍の周波数で振幅変調するとき生ずる上下のサイドバンドのうちの正のサイドバンドと等価である。従って、このサイドバンドは有効シンボル期間中に中心キャリアの回りを21回まわる。更に、ガードインターバルの期間に1/2回転する。

【0028】次のシーケンスは、負の信号により角度変調を行ったときの正のサイドバンドと等価であり、次のシーケンスは、負の信号により振幅変調を行ったときの負のサイドバンドと、最後のシーケンスは、正の信号に

\*FTを用い、ガードインターバルをp=4クロックに設定するときは、第32番目のキャリア（q=32）を用いて参照信号情報を伝送する場合はそれに当たる。

【0024】第21番目のキャリアを参照キャリア（リファレンスキャリア）として使用する場合について述べる。伝送されるシンボル信号に番号を付けるとき、番号の下位2ビットで与えられるシーケンスに従って、中心キャリアに対する変調信号として伝送する。正及び負の第21次の各キャリア（中心キャリアに対するサイドバンド）に対する変調信号の与え方は下記の通りとする。

より角度変調を行ったときの負のサイドバンドに相当する。正負の第21キャリアの回転を考えると、有効シンボル期間の最初と最後では、元の同じ位置に戻るの  
で、ガードインターバルにおける回転について考えると、正負の第21キャリアの位相は、シンボル期間毎に位相が90度ずつ変化していることが分かる。よって、受信装置では、信号の切り換え状態を検出して、シンボル同期信号の位置を検出することが出来る。

【0029】前記IFFT、パイロット信号生成回路3は、クロック信号発生回路10から出力されるクロック信号により動作し、248波のキャリアに対し、256QAM変調を行ない、各出力信号をリアル、イマジナリ成分として出力する。また、回路3の離散周波数点情報は周期Nに対する1/2の値であるナイキスト周波数情報として伝送され、この周波数情報は、離散周波数点情報の1/2であるため、受信装置でナイキスト信号情報を復号、過倍し、FFT回路を動作させるための標準化位置信号をつくることのできる。このナイキスト周波数情報は、IFFT、パイロット信号生成回路3のN/2実数部入力端子R（虚数部入力端子I）に一定レベルの信号を印加することにより得られる。

【0030】これらの回路3の出力信号は、次のRAM（ランダムアクセスメモリ）4Aを有するガードインターバル設定回路4に供給され。この回路4は、伝送路におけるマルチパス歪を軽減させるための所定区間であるガードインターバルgiを図3に示すように設定する。ガードインターバル設定回路4は、クロック信号発生回路10から出力されるクロック信号により動作し、IFFT、パイロット信号生成回路3より得られる窓区間内の最後の部分を、窓区間信号の直前に配置する。この達成のために、ガードインターバル設定回路4は、これが有するRAM（4A）に取り込んだ、IFFT、パイロット信号生成回路3よりの信号を読み出すときに、最後の期間（giに等しくこの期間を設定する。）から読み出

しては、最初に戻り、有効シンボル期間  $t_s$  を読み出して、シンボル期間  $t_a$  の信号を送出するようにしている。前記ナイキスト周波数情報は、ガードインターバル内でも伝送されるが、前後のIFFT窓区間信号との連続性を保持させるため、ガードインターバル内で、伝送されるパイロット信号が整数波長存在するようにさせる。

【0031】尚、パイロット信号として、ナイキスト周波数を用いる場合について述べたが、標準化位置信号と簡単な整数比の関係にあれば、ナイキスト周波数である必要はなく、伝送される周波数情報の中の高いものを用いてもよい。周期  $M$  のIFFTを考えると、 $M/4$ 、及び、 $3M/4$ であるナイキスト周波数の  $1/2$  の位置にパイロット信号を配置し、OFDMで送出するキャリアは、IFFTにおける第1より第  $M/4$  番目まで、及び、第  $3M/4$  番目より第  $M$  番目までとして出力される信号を用いる。

【0032】これにより、上記の例で  $M=2N$  とするときと等価な信号を得ることができる。従って、ガードインターバル内でも連続したパイロット信号を伝送出来ると共に、このパイロット信号を復号し、4 通倍することにより、標準化位置信号を得ることが出来る。FFTの窓区間信号情報を別途復号できれば、本実施例により得られた標準化位置信号と組み合わせて、OFDM信号のFFT演算が出来、OFDM信号の復号を行なうことが出来る。

【0033】次に、図3と共にガードインターバル設定回路4のシンボル期間について述べる。まず、使用帯域幅  $9.9\text{ kHz}$ 、周期を  $N=256$  とするとき、有効シンボル周波数  $f_s$  と有効シンボル期間  $t_s$  は夫々次のようになる。

$$f_s = 99,000 / 256 = 387\text{ Hz}$$

$$t_s = 1 / f_s = 2586\text{ }\mu\text{sec}$$

これに、マルチパス歪除去用区間であるガードインターバル期間  $g_i$  をキャリア6波長分に決定すると、 $g_i$  は下記のように設定される。

$$g_i = (1 / 99,000) \times 6 = 60.6\text{ }\mu\text{sec}$$

このときのシンボル期間  $t_a$  とシンボル周波数  $f_a$  は夫々次のようになる。

$$t_a = t_s + g_i = 2586 + 60.6 = 2646.6\text{ }\mu\text{sec}$$

$$f_a = 1 / t_a = 378\text{ Hz}$$

【0034】これらのガードインターバル設定回路4の出力信号は、D/A変換器5に供給され、ここでアナログ信号に変換され、次のLPF6により必要な周波数帯域の成分のみが通過させられる。アナログ値のリアル、イマジナリ出力信号は、次の直交変調器7に供給され、また、この変調器7には、 $10.7\text{ MHz}$  中間周波発生回路9の出力信号と  $90^\circ$  シフト回路8を介した信号とが夫々供給され、OFDM信号が出力される。このOF

DM信号は、伝送すべき周波数帯に周波数変換器11により周波数変換されて、次の送信部12に供給され、これを構成しているリニア増幅器と送信アンテナを介して、送信される。尚、248組の4+4ビットの並列データは、248波のキャリアにより伝送されるため、本装置の伝送速度は1シンボル期間当り248バイトである。従って、1秒当りの伝送速度は略750kビットである。

【0035】次に、本発明の受信装置の実施例について、図2と共に説明する。受信装置の各構成は前記送信装置と逆に動作する回路により構成される。受信部20は、これを構成している受信アンテナにより得た前記送信部12からの信号を高周波増幅器により増幅し、周波数変換器21に供給する。この出力信号は中間周波増幅回路22に供給され、所定レベルの受信信号を出力する。回路22の出力信号は、直交復調器23と中心キャリア検出回路29とに夫々供給される。回路29は、位相比較器(乗算器)、LPF、VCO回路、 $1/4$ 分周回路で構成されるPLL回路を有しており、この出力信号が供給される中間周波数発振回路31は、中心キャリアを位相誤差少なく抽出する様に動作させる。

【0036】本実施例では、情報を伝送するキャリアは、シンボル周波数である  $378\text{ Hz}$  毎に隣接、配置され、OFDM信号を構成している。中心キャリアに隣接する情報キャリアも  $378\text{ Hz}$  離れているのみで、中心キャリアは隣接情報キャリアの影響を受けずに行なう必要があり、選択度の高い回路が使用されている。本実施例では、PLL回路を用いて中心キャリアの抽出を行なうが、隣接するキャリア周波数の略  $1/2$  である  $\pm 200\text{ Hz}$  程度で発振する水晶発振子(VCXO)を電圧制御発振器(VCO)43として用い、回路を動作させる。PLL回路中に用いられるLPFも  $378\text{ Hz}$  に対して十分に低いカットオフ周波数のものを用いている。この中間周波数発生回路31の出力信号と、 $90^\circ$  シフト回路30を介した信号とが乗算器40、41を有する直交復調器23に夫々供給されて、リアル、イマジナリパート(実数部、虚数部)の出力信号が復号される。この実数部、虚数部出力信号は、LPF24に供給され、OFDM信号情報として伝送された、必要な周波数帯域の信号を通過させ、入力されるアナログ信号のサンプリングを行ない、出力信号をA/D変換器(サンプリング回路)25に供給し、デジタル信号に変換する。

【0037】サンプル同期信号発生回路32は、パイロット信号に位相同期するPLL回路により発生され、この回路には直交復調器23のアナログ出力信号が供給される。ガードインターバルの期間を含む、各シンボル区間で連続信号として伝送されるパイロット信号にPLLが位相同期し、パイロット周波数情報が得られる。前記送信装置において、パイロット信号は、サンプルクロック周波数に対して所定の整数比に設定されており、周



波数比に応じた周波数通倍を行ない、サンプルクロック信号を得る。ガードインターバル処理回路26は、伝送された信号より、マルチパス歪の影響が少ない方の有効シンボル期間信号を得て、FFT、QAM復号回路27に出力信号を供給する。

【0038】このシンボル期間を検出するためのシンボル同期信号発生回路33は、後述するように、伝送される参照キャリアの90度異なる位相の変化を調べ、シンボル期間を検出する。次のFFT、QAM復号回路27は、得られたクロック同期信号とシンボル同期信号とが供給されて、複素フーリエ演算を行ない、入力信号の各周波数毎の実数部、虚数部信号（リアルパート、イマジナリパート）のレベルを求める。このようにして得られた各周波数毎の実数部、虚数部信号レベルと、参照用キャリアの復調出力とを比較し、ディジタル情報伝送用キャリアで伝送される量子化されたディジタル信号のレベルが求められ、ディジタル情報が復号される。この回路27の出力信号は、並直列変換回路28を介して出力される。

【0039】次に、図4と共にキャリア抽出回路、及び、サンプル同期（サンプルクロック）信号発生回路について以下に述べる。本回路は一定レベルで伝送されるパイロット信号より正確なサンプル同期（サンプルクロック）信号を抽出することを目的としている。まず、キャリア抽出回路を構成するVCO回路43を中間周波数10.7MHzの4倍である42.8MHzの周波数で発振させる。回路43の出力信号は、夫々1/4分周回路44、45を介して、乗算器40、41に供給される。片方の乗算器41よりの出力信号はLPF42に供給され、シンボル周波数以下の成分が取り出され、その出力信号はVCO回路43を制御する。乗算器41、LPF42、VCO回路43、分周回路45によるループはPLL回路を構成している。

【0040】乗算器40、41の入力端子には中間周波増幅された信号が印加され、本回路により直交復号がなされ、実数部と虚数部の出力信号が得られる。サンプル同期信号発生回路32について次に述べる。直交復調器23よりの実数部出力信号が供給され、パイロット信号として送信されるナイキスト周波数成分を検出する。分周比可変回路（VCO回路）50には、VCO回路43の出力信号が供給され、分周比は1/4.26から1/4.38までに設定されるように構成する。クロック抽出部における乗算器52は、直交復調器23よりの出力信号と、VCO回路の信号を1/2分周回路51を介した信号とが供給され、位相比較器としての動作を行なう。

【0041】乗算器52の出力信号はLPF回路53により周波数制御に係わる誤差信号のみを通過させる。遅延回路54と加算回路55は、隣接するキャリア成分を減衰させるための回路で、シンボル周波数である387Hzにディップを持たせる特性としている。VCO回路5

0、乗算器52、LPF53より構成されるPLL回路は、キャリア抽出部の実数部出力信号中に含まれる連続するパイロット信号に同期したVCO出力信号が発振され、99kHzのサンプルクロック出力信号として出力される。上記実施例では、257波のキャリアを発生させるために256次のIFFTを用いる場合について述べたが、他の実施例として、512次のIFFTを用いる例について以下に述べる。この他の実施例では、パイロット周波数として、ナイキスト周波数が用いられるのではなく、この標準化位置信号と簡単な整数比の関係にある次数の高い周波数を用いて行なう。

【0042】即ち、周期MのIFFTを考えると、 $M/4$ 、及び、 $3M/4$ であるナイキスト周波数の1/2の位置にあるパイロット信号を配置し、OFDMで送出するキャリアは、IFFTにおける第1より第 $M/4$ 番目まで、及び、第 $3M/4$ 番目より第M番目までとして出力される信号を用いる。これにより、上記の実施例で、 $M=2N$ とするとときと等価な信号を得ることが出来る。従って、ガードインターバル内でも連続したパイロット信号を伝送出来ると共に、パイロット信号を復号し、4通倍することにより、標準化位置の信号を得ることが出来る。

【0043】このときに用いられるクロック抽出部のブロックは、パイロット信号の周波数は上記の実施例と同じであるが、FFT、QAM復号回路27を駆動するサンプルクロック周波数は2倍となる。それ従って、2倍の198kHzのサンプルクロック信号を出力する。よって、このブロックは上記の実施例とは分周比可変回路50の分周比が1/213~1/219、及び、分周回路51の分周比が1/4になっている点が異なり、それ以外の構成は図4と同じであり、その説明は省略する。

【0044】次に、図7と共にシンボル同期信号発生回路33について以下に述べる。シンボル同期検出部を構成する第21キャリア検出部の分周比可変回路61には、2通倍されたサンプルクロックが供給され、1/23~1/27の分周を行なう。即ち、2通倍クロックの周波数は198kHzであり、これを1/27した周波数は7333Hzであり、同期すべき参照信号周波数はシンボル周波数を21倍した7937Hzである。

【0045】本発明では、参照信号はシンボル期間毎に位相が90度ずつシフトされるようにしてあり、分周比可変回路61の可変比は、通常1/25程度の値に設定されるが、位相がシフトされる位置で分周比も可変される。図7に示す回路で乗算器62、LPF63、分周比可変回路61はPLL回路を構成し、第21番目のキャリアで伝送される位相シフト情報を復号する。参照信号（リファレンスキャリア）はシンボル期間毎に位相が90度ずつシフトされるようにしてあり、前記PLL回路による位相検出は最も効率的に行える。直交復号された



OFDM信号の虚数部出力と分周比可変回路61よりの出力信号は乗算器62に供給され、位相比較器としての動作を行う。

【0046】前記乗算器62の出力信号はLPF63に供給されて低域成分である誤差信号を抽出し、VCOに当たる分周比可変回路61に供給される。分周比は通常 $1/25$ 程度に設定されるが、入力信号に対してVCOの位相が進んでいるときは分周比を大きくして分周比可変回路の出力位相を遅らせ、また、進んでいるときは小さな分周比とし出力信号の位相を進める。第21キャリアで伝送される振幅、角度変調信号の基準レベルは、図2に示すFFT、QAM復号回路27より求められる。QAM信号の復号はこのレベルに対する信号比率により計算され、求められる。

【0047】以上、IFFTとして512次を用い、実際のOFDMの信号は、その内の256次を用いる方法について述べた。ガードインターバルは、6サンプリングクロックとし、参照情報を乗せるキャリアの番号は21とした。更に、第21番目のキャリアは正のキャリアと負のキャリアとの両者に対して4シンボルのシーケンスで定められた順に従ってQAM復号用参照情報が伝送される。

【0048】尚、シンボル毎に所定の位相差を与えるキャリアはQAM復号用のレベル参照、伝送特性計測用情報を伝送するものを用いた。このキャリアに要求される性質は、複数のシンボル期間にわたってキャリアのエネルギーが一定で、かつ、ガードインターバルを含むシンボル期間毎に位相差が所定量シフトされて伝送されることになる。そのためのキャリアとして、ガードインターバル内に半波長存在する第21キャリアを選定し、参照用情報を振幅方向、角度方向を交互に伝送することにより90度の奇数倍に当たる位相差を持たせた。検出用PLL回路は位相変位が90度の奇数倍である信号に対して最大出力を出すので、ガードインターバル内のキャリアの存在期間、及び、参照用情報の送出順はそれらによりシンボル毎の位相変位が90度の奇数倍になるように設定する。

【発明の効果】本発明のOFDM信号送受信装置では、下記のような効果がある。ガードインターバル期間を含むシンボル期間毎に位相差が90度の奇数倍となるようにQAM復号用参照情報を伝送するキャリアが送出されるため、PLL回路により位相差を検出し、FFT復号用のシンボル期間信号を精度良く発生させることができる。ペアのキャリアにより参照用情報とシンボル期間情報の両者を伝送出来るので、キャリアの利用効率が良

い。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のOFDM信号送信装置の実施例のブロック図である。

【図2】本発明のOFDM信号受信装置の実施例のブロック図である。

【図3】本発明の送受信装置の実施例のシンボル期間とガードインターバルの関係を示した図である。

【図4】本発明のOFDM信号受信装置の実施例のキャリア抽出部及びサンプリングクロック抽出部のブロック図である。

【図5】従来のOFDM信号送信装置のブロック図である。

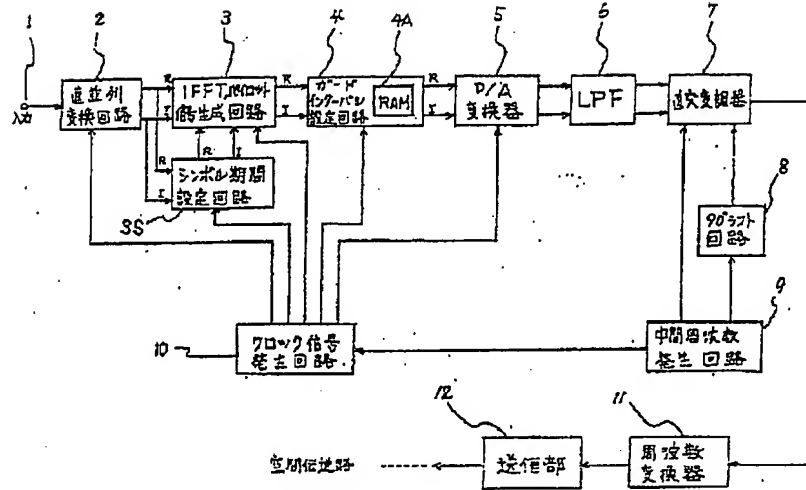
【図6】従来のOFDM信号受信装置のブロック図である。

【図7】本発明のOFDM信号受信装置の実施例のシンボル同期信号発生装置のブロック図である。

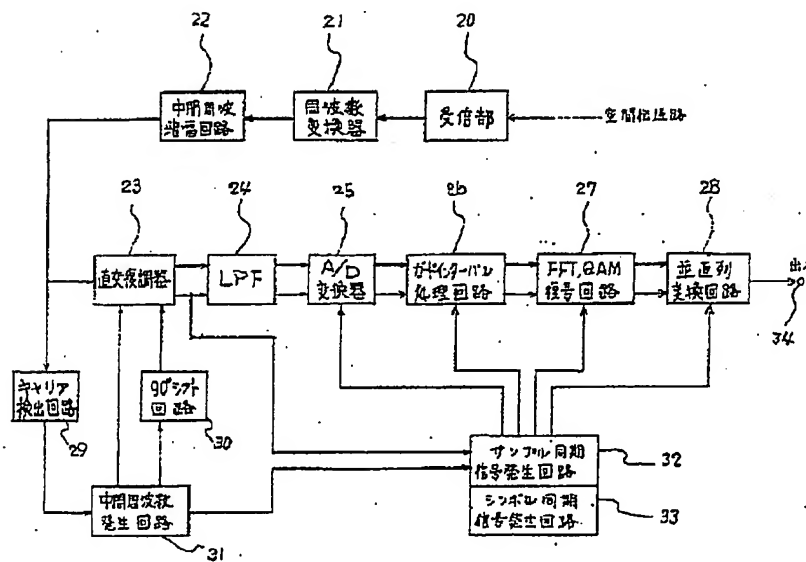
【符号の説明】

- 2 直並列変換回路
- 3 IFFT, パイロット信号生成回路
- 3S シンボル期間信号設定回路
- 4 ガードインターバル設定回路
- 4A RAM (ランダムアクセスメモリ)
- 5 D/A変換器
- 6, 24, 42, 53, 63 LPF
- 7 直交変調器
- 8, 30 90°シフト回路
- 9, 31 中間周波数発生回路
- 10 クロック信号発生回路
- 11, 21 周波数変換器
- 12 送信部
- 20 受信部
- 23 直交復調器
- 25 A/D変換器 (サンプリング回路)
- 26 ガードインターバル処理回路
- 27 FFT, QAM復号回路
- 28 並直列変換回路
- 29 中心キャリア検出回路
- 32 サンプル同期信号発生回路
- 33 シンボル同期信号発生回路
- 40, 41, 52, 62 乗算器 (位相比較器)
- 43, 50, 61 分周比可変回路 (VCO回路)
- 44, 45  $1/4$ 分周回路
- 51  $1/2$ 分周回路

【図1】



【図2】



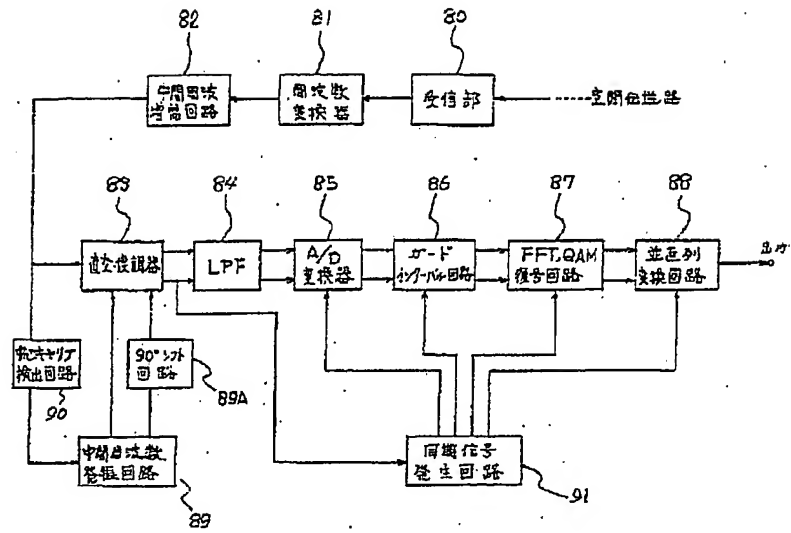
$t_a$   
 [ シンボル期間 ]  
 2646.6  $\mu\text{sec}$

$t_s$   
 [ 有効シンボル期間 ]  
 2586  $\mu\text{sec}$

$t_l$   
 [ ガイド・パルス ]  
 60.6  $\mu\text{sec}$

$t_a = t_s + t_l$  10400 位号 99 KHz

【図6】



【図7】

